

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 07-177183
 (43) Date of publication of application : 14.07.1995

(51) Int.Cl.

H04L 27/12
 H04L 27/14

(21) Application number : 06-219281

(71) Applicant : PHILIPS ELECTRON NV

(22) Date of filing : 13.09.1994

(72) Inventor : RUSSELL MARK A

SLUIJTER ROBERT J
 BERGMANS JOHANNES W.M

(30) Priority

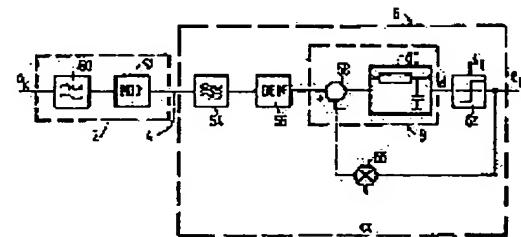
Priority number : 93 9300970 Priority date : 16.09.1993 Priority country : BE

(54) TRANSMISSION SYSTEM AND RECEIVER

(57) Abstract:

PURPOSE: To provide a transmission system with which an equalizing function is improved without increasing complexity.

CONSTITUTION: In the transmission system, a digital symbol a_k is supplied to a transmitter 2 provided with a low-pass filter 50 and a frequency modulator 52. The output signal of transmitter 2 is transmitted through a channel 4 to a receiver 6. After the received signal is filtered by a band pass filter 54, this signal is demodulated by a frequency demodulator 56 and a demodulated signal is provided. In order to suppress a noise signal to be increased together with a frequency by a power spectrum, a predetection filter 60 is provided between a subtraction circuit 58 and a detector 62. In order to compensate inter-code interference generated by the pre-detection filter 60, the version scaled as a symbol a'_k is supplied to the 2nd input of subtraction circuit 58.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 11.09.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3522347

[Date of registration] 20.02.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

BEST AVAILABLE COPY

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C): 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-177183

(43)公開日 平成7年(1995)7月14日

(51)Int.Cl.⁶
H 04 L 27/12
27/14

識別記号 庁内整理番号
B 9297-5K

F I

技術表示箇所

9297-5K

H 04 L 27/14

B

審査請求 未請求 請求項の数8 OL (全10頁)

(21)出願番号 特願平6-219281

(22)出願日 平成6年(1994)9月13日

(31)優先権主張番号 09300970

(32)優先日 1993年9月16日

(33)優先権主張国 ベルギー (BE)

(71)出願人 592098322

フィリップス エレクトロニクス ネムロ
ーゼ フェンノートシャップ

PHILIPS ELECTRONICS
NEAMLOZE VENNOOTSH
A P

オランダ国 5621 ペーー アンドー
フェン フルーネヴァウツウェッハ1

(72)発明者 マルク アラン ルセル

オランダ国 5621 ピーエー アンドー
フェン フルーネヴァウツウェッハ 1

(74)代理人 弁理士 伊東 忠彦 (外1名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 伝送システム及び受信機

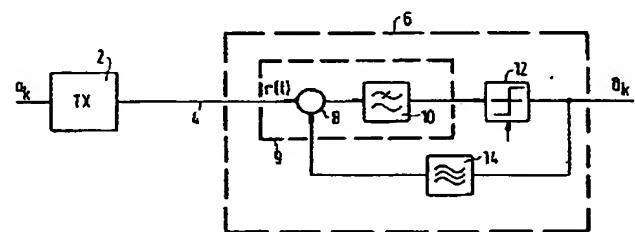
(57)【要約】

【目的】 複雑性を増大させることなく等化機能を向上した伝送システムを提供する。

【構成】 伝送システムにおいて、デジタルシンボル a_k は、低域通過フィルタ (50) 及びFM変調器 (52) を含む送信機 (2) に供給される。送信機 (2) の出力信号は、チャネル (4) によって受信機 (6) へ伝送される。受信信号が帯域通過フィルタ (54) によってろ波された後、続いてFM復調器 (56) によって復調されて復調信号が得られる。電力スペクトラムが周波数と共に増加する雑音信号を抑圧するために、検波前フィルタ (60) が減算回路 (58) 及び検波器 (62) の間に提供される。検波前フィルタ (60) によって生成される符号間干渉を補償するために減算回路 (58) の第2の入力にシンボル

【外1】

a_{k-1}



としてスケーリングされたバージョンが供給される。

【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタルシンボルを表す信号をチャネルへ供給する送信機と、前記チャネルからの出力信号を受信する受信機とよりなり、前記受信機は、前記受信機の入力信号から得られた補助信号とフィードバック信号との合成から検波用信号を決定する決定手段と、前記検波用信号から検波されたシンボル値を決定する検波器と、前記検波されたシンボル値から前記フィードバック信号を決定するフィードバック手段とよりなる伝送システムであって、

前記検波用信号を決定する決定手段は、前記補助信号と前記フィードバック信号との合成から検波用信号を抽出する検波前フィルタを含むことを特徴とする伝送システム。

【請求項2】 前記検波前フィルタは、アナログフィルタよりなることを特徴とする請求項1記載の伝送システム。

【請求項3】 前記検波前フィルタは、固定伝達関数を有するフィルタよりなることを特徴とする請求項1又は2記載の伝送システム。

【請求項4】 前記フィードバック手段は、フィードバックフィルタを含むことを特徴とする請求項1乃至3のうちいずれか1項記載の伝送システム。

【請求項5】 前記フィードバックフィルタは、適応フィルタよりなることを特徴とする請求項4記載の伝送システム。

【請求項6】 前記フィードバック手段は、少なくとも2つのフィードバック信号を供給するように構成され、前記検波用信号を決定する決定手段は、少なくとも2つの並列なブランチを含み該ブランチの各々が前記補助信号を前記フィードバック信号のうちの1つと合成するように構成され、

前記ブランチの各々は、前記補助信号と関連する前記フィードバック信号との合成物をろ波する検波前副フィルタを含み、

前記検波用信号を決定する決定手段は、前記ブランチの出力信号を前記検波用信号に合成する合成手段を含むことを特徴とする請求項1乃至5のうちいずれか1項記載の伝送システム。

【請求項7】 チャネルからデジタルシンボルを表す信号を受信するための受信機であって、

前記受信機の入力信号から抽出された補助信号とフィードバック信号との合成から検波用信号を決定する決定手段と、

前記検波用信号から検波されたシンボル値を決定する検波器と、

前記検波されたシンボル値から前記フィードバック信号を決定するフィードバック手段とよりなり、

前記検波用信号を決定する決定手段は、前記補助信号と前記フィードバック信号との合成物をろ波する検波前フ

ィルタを含むことを特徴とする受信機。

【請求項8】 前記検波前フィルタは、アナログフィルタよりなることを特徴とする請求項7記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、デジタルシンボルを表す信号をチャネルへ供給する送信機と、前記チャネルからの出力信号を受信する受信機とよりなり、前記受信機は、前記受信機の入力信号から抽出された補助信号とフ

ィードバック信号との合成から検波用信号を決定する決定手段と、前記検波用信号から検波されたシンボル値を決定する検波器と、前記検波されたシンボル値から前記フィードバック信号を決定するフィードバック手段とよりなる伝送システムに関する。

【0002】 また、本発明は、このようなシステムのための受信機にも同様に関連する。ここに示したシステムは、米国特許第4,864,590号によって知られる。

【0003】

【従来の技術】 この型の伝送システムは、例えば一般的電話網を介したデジタルシンボル伝送、又は磁気テープ或いはディスクからデジタルシンボルを再構成するためには使用できる。デジタルシンボルが、それぞれ伝送媒体を介して伝送される或いは記録媒体上に記録される場合、伝送される或いは記録されるシンボルは、デジタルシンボルを表す信号に変換される。これは一般的にアナログパルスの形で生成され、連続的に伝送媒体或いは記録媒体へそれぞれ供給され、さらにチャネルという用語で参照されることになる。該チャネルの出力において、アナログパルスが現れそれから伝送されたシンボルの値

を検波器なる手段によって決定できる。この検波器は簡単な比較器より構成できるが、最尤シーケンス推定(M L S E)検波器として構成することも同様に考えられる。M L S E 検波器の例は、ビタビ検波器である。

【0004】 チャネルの出力において、(所望の)アナログパルスに加えて、そこの近くには常に(不都合な)雑音信号が存在する。この雑音信号の存在によって、検波器はしばしば、伝送されたシンボルの値に対して誤った判定を行う。誤って判定を行う確率は、雑音信号の電力が増加するに従い増える。いくつかのチャネルは、アナログパルスを伝送するのに必要なバンド幅より大きいバンド幅を有しており、さらに周波数と共に増加する雑音信号のスペクトラム電力密度も有する。チャネルの実際のバンド幅とアナログパルスを伝送するのに必要なバンド幅の比は、過剰バンド幅として参照される。このようなチャネルにおいては、チャネルの出力信号の信号対雑音比は、過剰バンド幅が高くなるに従って低くなる。過剰バンド幅が高いと、伝送システムではかなり低い信号対雑音比のために、一般的に誤った判定を行う確率がかなり高くなる。

【0005】 この誤った判定の確率を下げるために、前

記米国特許の伝送システムの受信機では、低域通過フィルタによって検波器の入力における雑音信号の電力を減じている。この低域通過フィルタは、限られたバンド幅を有しており、受信パルスの重なり合いを引き起こし、これは多くの場合、検波器の入力信号が所定の時刻における1つのデータシンボルだけでなくその時刻のその隣のシンボルにも依存するという事実に導く。この影響は、符号間干渉と呼ばれている。符号間干渉の存在は、多くの場合シンボル誤り率の増大に繋がる。

【0006】低域通過フィルタによって生じる符号間干渉を減ずるために、判定帰還型符号間干渉キャンセラが、前記米国特許で示された伝送システムでは使用されている。このキャンセラでは、補償信号が検波したシンボル値からフィードバック手段によって生成される。この補償信号は、低域通過フィルタの出力における補助信号から引算される。補償信号は、低域通過フィルタによって生じたすそを有する符号間干渉の推定値である。フィードバック手段のインパルス応答は、出力信号が低域通過フィルタによって生じたすそを有する符号間干渉に等しくなるように選択されている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】従来の伝送システムはこのように、誤った判定の確率を減ずるために2つの付加的なフィルタを必要としており、従って伝送システムの複雑性が増大する。本発明の目的は、「産業上の利用分野」で示した特徴を有し、かつ複雑性が低減された伝送システムを提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】この目的のために、本発明では、前記検波用信号を決定する決定手段は、前記補助信号と前記フィードバック信号との合成から検波用信号を抽出する検波前フィルタを含むことを特徴としている。フィルタの上流側に直接検波前フィルタを含ませることによって、低域通過フィルタの機能とフィードバック手段のかなりの部分の機能とをこの1つのフィルタ、即ち検波前フィルタで実現できる。

【0009】従来の伝送システムにおいて低域通過フィルタによって生じた符号間干渉を完全に補償するためには、フィードバックフィルタのインパルス応答を低域通過フィルタのインパルス応答のすその部分に等しくすべきである。これは、フィルタが正確に似る必要があり、アナログフィルタでは実現が困難である。本発明に係わる伝送システムのさらなる利点は、これらの似させる要求をなくすることで、これは低域通過フィルタの機能とフィードバックフィルタの機能が1つのフィルタで実現されるからである。

【0010】C.A. Belfiore 及びJ.H. Park 著のジャーナルの論文 "Decision Feedback Equalisation" Proceedings of the IEEE, vol. 67, no. 8, 1979年8月発行、に代替の伝送システムが示されており、該システムでは、

検波用信号と検波器の出力信号との差が、フィードバックフィルタによって生成され、検波用信号から引算されている。この方法は、検波用信号が検出器へ供給される前に検波用信号からチャネルの出力における雑音信号の推定できる部分を減算するものと考えられる。このような構成もまた、1つのフィルタのみを必要とする。この代替の伝送システムの第1の欠点は、Belfiore 及び Park のジャーナルの論文に示されているように、この伝送システムが全ての環境下で実現できないことである。

10 さらに、検波用信号と検波器の出力信号との差を決定するために、2つの信号が等しく長い遅延を通る必要がある。アナログでの受信機の実施においては、実現が困難であり、そのため代替の伝送システムにおけるアナログのフィードバックフィルタの使用は関心が引かれない。

【0011】本発明の実施例は、フィードバック手段はフィードバックフィルタを含むことを特徴としている。フィードバック手段に他のフィードバックフィルタを含むことで、雑音信号電力の減少によって生じた符号間干渉だけでなく、チャネルの限られたバンド幅或いはこの送信機によって送信されたパルスの送信におけるろ波によって生じた符号間干渉も補償することが可能である。

【0012】本発明のさらなる実施例は、前記フィードバック手段は、少なくとも2つのフィードバック信号を供給するように構成され、前記検波用信号を決定する決定手段は、少なくとも2つの並列なブランチを含み該ブランチの各々が前記補助信号を前記フィードバック信号のうちの1つと合成するように構成され、前記ブランチの各々は、前記補助信号と関連する前記フィードバック信号と合成物をろ波する検波前副フィルタを含み、前記検波用信号を決定する決定手段は、前記ブランチの出力信号を前記検波用信号に合成する合成手段を含むことを特徴としている。

30 【0013】出力信号が合成される少なくとも2つの検波前副フィルタとして検波前フィルタを構成し、また検波前副フィルタの各入力信号を補助信号及びそれ自身のフィードバック信号から形成することによって、1よりも高い次数の伝達関数を有する検波前フィルタを簡単に実施することができる。

【0014】

40 【実施例】本発明を図面を参照してさらに説明する。図1に示す伝送システムでは、送信シンボル値 a_k が送信機2に供給される。送信機2の出力はチャネル4の入力に結合されている。チャネル4の出力は受信機6の入力に接続されている。

【0015】受信機6の入力は、検波用信号を決定するための決定手段9の第1の入力に接続されている。検波用信号を決定するための決定手段9の出力は、検波器12の入力に接続されている。検波器12の出力は受信機6の出力を形成し、またこの場合フィードバックフィルタ14よりなるフィードバック手段の入力に接続されて

いる。フィードバック信号をその出力信号として運ぶフィードバックフィルタ14の出力は、検波用信号を決定するための決定手段の第2の入力に接続されている。

【0016】検波用信号を決定するための決定手段の第1の入力は、減算回路8の第1の入力を形成し、検波用信号を決定するための決定手段の第2の入力は、減算回路8の第2の入力を形成している。減算回路8の出力は、検波前フィルタ10の入力に接続されている。検波前フィルタ10の出力は検波用信号を決定するための決定手段の出力を形成する。

【0017】送信機2では、提供されたシンボル値 a_k がチャネル4を通して転送されるのに適したパルスへ変換される。それらは、例えば、各シンボル a_k が1つのパルスで表される場合の所謂完全応答パルスであり、または、各シンボル a_k が1より多いパルスで表される場合の所謂部分応答パルスを使用することも考えられる。

【0018】減算回路8は、フィードバックフィルタ14から到来するフィードバック信号を受信信号 $r(t)$ から引算する。検波前フィルタ10は、減算回路8の出力信号から検波用信号を抽出する。この検波前フィルタの伝達関数は、検波器12の判定時刻において検波器12の入力における雑音成分の一連の瞬時的な値が白色雑音信号になるように選定され、一方、フィードバックフィルタ14の伝達はチャネル4によって導入された符号間干渉によって決定される。検波前フィルタ10及びフィードバックフィルタ14の次数は、後述する本発明の実施例においてさらに説明する。

【0019】図2に示される伝送システムでは、送信シンボル値は送信フィルタ50の入力へNRZのパルスとして供給される。送信フィルタ50の出力は、FM変調器52の入力に接続されている。FM変調器52の出力はまた送信機2の出力を形成し、チャネル4の入力に接続されている。チャネル4の出力は、受信機6の入力に接続されている。

【0020】受信機6では、受信機の入力信号は、帯域通過フィルタ54に供給される。帯域通過フィルタ54の出力は、FM復調器56の入力に接続されている。FM復調器56の出力は、減算回路58の第1の入力に接続されている。減算回路58の出力は、検波前フィルタ、この場合はアナログの1次の低域通過フィルタ60の第1の入力に接続されている。低域通過フィルタ60の出力は、検波器62の入力に接続されている。検波用信号を決定するための決定手段は、減算回路58と低域通過フィルタ60とによって形成されている。検波器の出力は、乗算回路66の第1の入力に接続されている。乗算回路66の第2の入力には、定数値 α が供給される。乗算回路66の出力は、減算回路58の第2の入力に接続されている。フィードバック手段は、ここでは乗算回路66によって形成されている。

【0021】送信機2では、シンボル値 a_k を表すNR

Zのパルスが、送信フィルタ50によってろ波される。このフィルタは、シンボル周波数の半分に等しい遮断周波数を有する5次のベッセルフィルタである。このフィルタによって、送信信号のバンド幅は制限される。FM変調器52では、送信フィルタ50の出力信号が、周波数変調によって搬送波に変調される。FM信号の周波数回転は、 $0.35 \cdot fs$ に等しく、但し fs はシンボル周波数で、この場合変調指数 γ は0.5となる。送信フィルタは、近似されたガウシアン伝達関数を有しており、従って送信信号は近似的に、ガウシアン最小シフトキーイング(GMSK)信号となる。

【0022】受信機6では、受信信号は帯域通過フィルタ54によってろ波される。この帯域通過フィルタは、 $1.8 \cdot fs$ のハンド幅を有し、また5次のベッセルフィルタの低域通過/帯域通過の変換によって得られた伝達特性を有している。FM信号は、FM復調器56によって復調され、その後でFM復調器56の出力信号とフィードバック信号との差が低域通過フィルタ60によってろ波される。この低域通過フィルタ60は、 $0.05 \cdot fs$ の遮断周波数を有している。このフィルタ60の出力において、検波用信号が有効である。FM復調器56の出力信号は(任意の最大周波数まで)周波数に対して自乗で増加する電力スペクトラムを有する雑音成分を含み、また低域通過フィルタ60は遮断周波数より高域で周波数に対して自乗で減少する電力伝達関数を有するため、(任意の最大周波数まで)十分な白色雑音の成分を有する検波用信号が検波器62の入力において得られる。

【0023】図3は、受信機の入力における1つの受信パルスの検波用信号への寄与の様子が時間に対してプロットされている。この曲線より、低域通過フィルタ60がかなりの量の符号間干渉を生じさせていることが明らかに分かる。検波器62は、時刻 $k \cdot T$ でこの時刻に受信したシンボル値について判定を行う。このシンボル値は、検波器62の出力において時間Tの期間保持される。図3で示されたパルスによって生成した検波器62の出力信号が図4に示されている。この出力信号は、また乗算回路66及び減算回路58を介して低域通過フィルタ60へ供給される。検波器の出力シンボル

【0024】

【外1】

$$\hat{a}_k$$

【0025】の低域通過フィルタ60の出力信号への貢献の様子が図5に示されている。最終的な検波用信号は、図3及び図5に示される信号の差に等しくなる。この検波用信号は、図6に示される。 α の値は、図3及び図5で示される信号が互いに時刻 $t \geq 3T$ のときに相殺しあうように選択されている。この相殺は、時刻 $t \geq 3T$ のときに図3に示されるパルスが時間に対する指標関

数として近似することができるため可能となる。 $t \geq 3T$ の時刻では、検波器の出力信号の検波用信号への貢献も時間シフト、指数関数以外は似ているので、 α による正確なスケーリングによって、2つの指数関数の値は $t \geq 3T$ に対して等しくできる。その結果、理想的な補償*

$$(h * W)(t) - (g * W)(t - mT) = 0 \quad t \geq mT \quad (1)$$

ここで、 h はチャネルのインパルス応答、 W は検波前フィルタのインパルス応答、 g はフィードバック手段のインパルス応答、 T はシンボル周期、* は畳み込み演算子、さらに m はシンボル値

【0027】

【外2】

$$W(t) - (g * W)(t - mT) = 0 \quad t \geq mT \quad (2)$$

$W(t)$ が指数関数 $c \cdot e^{xp(-t/\tau)} \cdot U(t)$ で、
 $g(t)$ が因果の場合、(2) 式は以下のように変形さ
 れる。

$$c e^{-\frac{t}{\tau}} - c \int_0^{t-mT} g(\theta) e^{\frac{t-\theta}{\tau}} d\theta = 0 \quad t \geq mT \quad (3)$$

【0030】 (3) 式は次のように変形できる

【0031】

$$\int_0^{t-mT} g(\theta) e^{\frac{\theta}{\tau}} d\theta = e^{-\frac{mT}{\tau}} \quad (4)$$

【0032】 (4) 式から、解式 $g(t) = e^{xp(-mT/\tau)} \cdot \delta(t)$ が式 (4) を満足するものとして導かれる。これにより、フィードバック手段 66 における一定の係数 α が $e^{xp(-mT/\tau)}$ に等しいことが示される。検波器 62 が比較器から構成されるとすると、 m の値は 1 に等しくなり、しかしひビタビ復号器が使用されるとするとビタビ復号器は低域通過フィルタ 60 のインパルス応答のすその部分におけるエネルギーの部分を使用できるため、 m は有益的に 1 より大きな値に設定される。

【0033】 図 7 に示される受信機 6 では、入力信号が検波用信号を決定するための決定手段 9 に供給される。検波用信号を決定するための決定手段 9 の出力は検波器 12 の入力に接続され、かつ減算回路 18 の第 1 の入力に接続されている。検波器 12 の出力は受信機の出力を形成し、それはまた乗算回路 17 の入力に接続され、さらに乗算回路 15 の入力に接続されている。乗算回路 15 の出力は減算回路 18 の第 2 の入力に接続され、また遅延 T を有する遅延素子 23 の入力に接続されている。遅延素子 23 の出力は乗算回路 19 の第 1 の入力、乗算回路 21 の第 1 の入力及び遅延素子 22 の入力に接続されている。遅延素子 22 の出力は減算回路 25 の第 1 の入力に接続されている。減算回路 25 の出力は、検波用信号を決定するための決定手段 9 の第 2 の入力に接続され◆

$$W(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k)$$

(5) 式において、 α は低域通過フィルタの時定数の測

*が、低域通過フィルタによって導かれた符号間干渉に対して可能となる。従って、チャネル 4 及び低域通過フィルタ 60 によって生じた符号間干渉に対する補償に対して、一般的に以下の式がもたらされる。

【0026】

$$(h * W)(t) - (g * W)(t - mT) = 0 \quad t \geq mT \quad (1)$$

 \hat{a}_k

【0028】の検波のために使用されるチャネルのイン

10 バルス応答の標本の数である。チャネルインパルス応答が、 $\delta(t)$ で近似できる場合は、(1) 式は以下のよう

※ うに変形される。

$$W(t) - (g * W)(t - mT) = 0 \quad t \geq mT \quad (2)$$

★ 【0029】

【数1】

★

$$c e^{-\frac{t}{\tau}} - c \int_0^{t-mT} g(\theta) e^{\frac{t-\theta}{\tau}} d\theta = 0 \quad t \geq mT$$

. (3)

20 ☆ 【数2】

☆

★

. (4)

◆れている。フィードバック手段は、遅延素子 22 及び 23、乗算回路 21 並びに減算回路 25 によって形成されている。

【0034】減算回路 18 の出力は、乗算回路 17 の第 2 の入力及び乗算回路 19 の第 2 の入力に接続されている。乗算回路 17 の出力は、反転積分器 16 の入力に接続されており、その出力は乗算回路 15 の第 2 の入力に接続されている。乗算回路 19 の出力は、積分器 20 の入力に接続されている。積分器 20 の出力は、乗算回路 21 の第 2 の入力に接続されている。乗算回路 21 の出力は、減算回路 25 の第 2 の入力に接続されている。

【0035】図 7 に示される受信機は、所謂クラス 5 の部分応答伝送を有するチャネルに対して構成されている。このチャネルの離散時間のインパルス応答に対して、標本化周期はシンボル間隔に等しい、即ち $q(k) = \delta(k) - \delta(k-2)$ と書ける。但し、 $\delta(k)$ はクロネッカーのデルタ関数である。受信機の入力信号の雑音成分が周波数に対して自乗で増加すると仮定すると、これは磁気記録チャネルにおいてしばしば現れるケースであるが、検波前フィルタ 10 として 1 次低域通過フィルタが、有効な雑音成分が白色である検波用信号を得られるように選択される。

【0036】検波前フィルタ 10 の離散時間のインパルス応答に対して、下記の式が成り立つ。

(5)

50 定值、 $U(k)$ は $k < 0$ に対しては 0 で $k \geq 0$ に対して

は1なるユニットステップ関数である。チャネルと検波前フィルタの合成の離散時間のインパルス応答 $q'(k) *$

$$q'(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (6)$$

(6)式のインパルス応答から、 $k > 0$ に対する全ての値はフィードバックフィルタ14と検波前フィルタ10との合成のインパルス応答によって除去される。従って、フィードバック※

$$h'(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k-1) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (7)$$

(7)式はまた次のように書ける。

$$h'(k) = (1 - \alpha) \cdot (1 - \alpha)^{k-1} \cdot U(k-1) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (8)$$

(8)式は、前置フィルタ10の応答が次式に等しい信号と考えられる。

$$f(k) = (1 - \alpha) \cdot \delta(k-1) - \delta(k-2) \quad (9)$$

これは、フィードバックフィルタの離散時間のインパルス応答 $h(k)$ が、 $(1 - \alpha) \cdot \delta(k-1) - \delta(k-2)$ に等しくなることを意味している。検波前フィルタ10が離散時間フィルタとして構成され、また減算回路8の入力信号の振幅を正確に知ることができれば(例えば、AGC増幅器を適用することによって)、乗算回路21の係数は簡単に $1 - \alpha$ に等しく選択できる。検波前フィルタ10がアナログフィルタとして構成されているならば、或いは減算回路の入力信号の振幅を正確に知ることができないならば、係数 α もまた正確に知ることができない。この場合、フィードバックフィルタを、検波用信号と検波されたシンボルから乗算係数の正確な値を決定する適応フィルタとして構成することが望ましい。図7に示す受信機6では、フィードバックフィルタは適応バージョンとして構成されている。加えて、受信機は、検波用信号の異なる振幅に対して正確に受信機を動作させる適応システムを含んでいる。

【0040】遅延素子23の入力に、再構成された検波用信号が与えられ、該信号は検波されたシンボル値を表し、また検波用信号の振幅に等しい振幅を有する。減算回路18の出力には、再構成された検波用信号と現在の検波用信号との差に比例する信号が与えられる。乗算回路19によって、差の信号 $e(k)$ と再構成された検波用信号の値との間の相関が決定される。係数 $(1 - \alpha)$ が正確な値を有するならば、差の信号 $e(k)$ と再構成された検波用信号との間の相関値は零に等しくなるであろう。 $(1 - \alpha)$ なる値を表す積分器20の出力信号は、実際の値を保持し続ける。 $(1 - \alpha)$ の値が非常に小さい場合、検波前フィルタ10によって導かれた符号間干渉は、フィードバック信号によって一部だけが補償される。このとき、そこには差の信号 $e(k)$ と再構成された検波用信号

【0041】

【外3】

$$a^*(k-1)$$

【0042】との間の相関が存在する。乗算回路19の

*に対しては、以下の式が見いだされる。

【0037】

$$q'(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (6)$$

※フィルタ14と前置フィルタ10との合成のインパルス応答は次式に等しくなる。

【0038】

$$h'(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k-1) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (7)$$

(7)式はまた次のように書ける。

$$h'(k) = (1 - \alpha) \cdot (1 - \alpha)^{k-1} \cdot U(k-1) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (8)$$

(8)式は、前置フィルタ10の応答が次式に等しい信号と考えられる。

★【0039】

★

出力信号は、この相関に対する測定値である。非常に小さい $(1 - \alpha)$ の値では、乗算回路19の出力信号は、平均的に正となる。その結果、積分器の出力信号は、 $e(k)$ と再構成された検波用信号との相関値が零に等しくなるまで、増加する。 $(1 - \alpha)$ の値が非常に大きい場合、検波前フィルタによって導かれた符号間干渉は、フィードバックフィルタによって過度に補償される。このとき、そこにもまた差の信号 $e(k)$ と再構成された検波用信号との相関が存在する。非常に大きい $(1 - \alpha)$ の値では、乗算回路19の出力信号は、平均的に負となる。その結果、積分器の出力信号は、 $e(k)$ と再構成された検波用信号との間の相関値が零に等しくなるまで、減少する。

【0043】乗算回路15によって、再構成された検波用信号は、検波されたシンボル

【0044】

【外4】

$$a_k$$

【0045】から反転積分器16の出力信号によって形成される。理想的な状態では、再構成された検波用信号の振幅は、実際の検波用信号の振幅に等しい。減算回路18によって、再構成された検波用信号と実際の検波用信号との差が見いだされる。乗算回路17によって、差の信号 $e(k)$ が検波用信号と乗算され、従って誤差信号、即ち再構成された検波用信号の振幅と実際の検波用信号の振幅との間の差の測定値は乗算回路の出力において、検波用信号の符号に係わらず有効となる。再構成された検波用信号の振幅が非常に大きい場合、乗算回路17の出力信号は正である。その結果、反転積分器16の出力信号は、誤差信号の平均値が零に等しくなるまで減少する。再構成された検波用信号の振幅が非常に小さい場合は、乗算回路17の出力信号は負である。その結果、反転積分器16の出力信号は、誤差信号の平均値が零に等しくなるまで増加する。減算回路18、乗算回路17、積分器16、及び乗算回路15によって行われる制御の代わりにAGC制御を使用することも可能である

ことは注意すべきである。このとき、減算回路8の入力信号の振幅は所望の値に制御される。

【0046】図8に示される受信機では、受信機6の入力信号は減算回路8の第1の入力にまた減算回路44の第1の入力に供給されている。減算回路44の出力は乗算回路38の第1の入力に接続されている。乗算回路38の第2の入力によって、定数 γ が供給される。乗算回路38の出力は、第1の検波前副フィルタ40に接続されている。第1の検波前副フィルタ40の出力は、加算回路42の第1の入力に接続されている。減算回路8の出力は、乗算回路36の第1の入力に接続されている。乗算回路36の第2の入力によって、定数 $1-\gamma$ が供給される。乗算回路36の出力は、第2の検波前副フィルタ10に接続されている。第2の検波前副フィルタ10の出力は、加算回路42の第2の入力に接続されている。検波用信号を決定するための決定手段9は、この場合減算回路8及び44、乗算回路36及び38、検波前副フィルタ10及び40、並びに加算回路42によって形成される。

【0047】加算回路42の出力は、検波器12の入力及び減算回路18の第1の入力に接続されている。検波器12の出力は、乗算回路17の第1の入力、乗算回路26の第1の入力、遅延素子27の入力、及び受信機6の出力に接続されている。遅延素子27の出力は、遅延*

$$W(k) = \gamma (1-\alpha)^k + (1-\gamma) (1-\beta)^k \quad (10)$$

(10)式の α 及び β は、2次の低域通過フィルタの2つの時定数の測定値で、 γ は、0よりも大きくかつ1よりも小さい定数である。このとき、チャネルと検波前フ

$$q''(k) = |\gamma (1-\alpha)^k + (1-\gamma) (1-\beta)^k| \cdot U(k) - |\gamma (1-\alpha)^{k-1} + (1-\gamma) (1-\beta)^{k-1}| \cdot U(k-1) \quad (11)$$

(11)式によるインパルス応答から、 $k > 0$ に対する全ての値は、フィードバック手段と検波前フィルタとの合成によって除去されることになる。このとき、この合★

$$h''(k) = |\gamma (1-\alpha)^k + (1-\gamma) (1-\beta)^k - \gamma (1-\alpha)^{k-1} - (1-\gamma) (1-\beta)^{k-1}| \cdot U(k-1) \quad (12)$$

(12)式は、また次のようにも書ける。

$$h''(k) = -\gamma \cdot \alpha (1-\alpha)^{k-1} \cdot U(k-1) - (1-\gamma) \cdot \beta (1-\beta)^{k-1} \cdot U(k-1) \quad (13)$$

もし、2次の低域通過フィルタが、 α で決まる時定数を有する第1の低域通過フィルタと β で決まる時定数を有する第2の低域通過フィルタからなる並列回路によって実現されるならば、そのインパルス応答は2つのフィードバックフィルタを用いて(13)式によって実現できる。この場合、第1のフィードバックフィルタの出力信号は、第1の低域通過フィルタの入力信号から引算され、第2のフィードバックフィルタの出力信号は、第2の低域通過フィルタの入力信号から引算される。このとき、第1のフィードバックフィルタのインパルス応答

*素子32の入力、乗算回路36の入力、乗算回路28の入力、及び乗算回路21の入力に接続されている。

【0048】乗算回路36の出力は、減算回路44の第2の入力に接続されている。乗算回路21の出力は、減算回路8の第2の入力に接続されている。乗算回路26の出力は、減算回路18の第2の入力に接続されている。減算回路18の出力は、出力信号として $e(k)$ を提供し、乗算回路17の第2の入力及び乗算回路28の第2の入力に接続されている。乗算回路17の出力は、反転積分器24の入力に接続されている。反転積分器24の出力は、乗算回路26の第2の入力に接続されている。

【0049】乗算回路28の出力は、積分器20の入力に接続されている。積分器20の出力は、乗算回路21の第2の入力に接続されている。図8に示された受信機は、所謂バイポーラ転送を有するチャネルを受信するよう構成されている。このチャネルの離散時間のインパルス応答 $q(k)$ は、シンボル間隔に等しい標本化周期に対して、 $q(k) = \delta(k) - \delta(k-1)$ 、但し $\delta(k)$ はクロネッカのデルタ関数、として書くことができる。検波前フィルタが、2次の低域通過特性を有するならば、検波前フィルタの離散時間のインパルス応答は、下記のように書くことができる。

【0050】

※イルタとの合成の離散時間のインパルス応答は、次式のように見いだされる。

【0051】

★成のインパルス応答は、次式に等しくなる。

【0052】

$$h''(k) = |\gamma (1-\alpha)^k + (1-\gamma) (1-\beta)^k - \gamma (1-\alpha)^{k-1} - (1-\gamma) (1-\beta)^{k-1}| \cdot U(k-1) \quad (12)$$

は、 $\alpha \cdot \delta(k-1)$ に等しくなり、第2のフィードバックフィルタのインパルス応答は、 $\beta \cdot \delta(k-1)$ に等しくなる。

【0053】検波前副フィルタ10及び40とフィードバックフィルタの両方ともデジタルフィルタで構成されている場合、 α 、 β 、及び γ の値は固定値に設定できる。検波前副フィルタ10及び40がアナログフィルタとして構成されている場合、そのアナログ検波前副フィルタ10及び40の α 及び β の値を不正確性を補償できるような適応フィルタとして、フィードバックフィルタ

を構成する必要がある。そのとき、検波前副フィルタ10はかなり小さい時定数を有しており、また検波前副フィルタ40はかなり大きい時定数を有すると推定される。

【0054】フィードバックフィルタが α 及び β の実際の値へ適応化するために、差の信号 $e(k)$ が決定され、それは再構成された検波用信号と実際の検波用信号との差を表す。乗算回路28によって、シンボル値

【0055】

【外5】

$\hat{a}(k-1)$

【0056】と差の信号 $e(k)$ との間の相関値が決定される。もし第1のフィードバック信号が正しいならば、この相関値は零に等しい。もし、相関値が零と異なるならば、この誤差は積分器20によって積分され、従って第1のフィードバック信号の振幅は正しい方向に適応化される。乗算回路30によって、シンボル値

【0057】

【外6】

$\hat{a}(k-4)$

【0058】と差の信号 $e(k)$ との間の相関値が決定される。この相関値は、第2のフィードバック信号の振幅が正しければ零に等しい。もし、この相関値が零と異なるならば、この誤差は積分器34によって積分され、従って第2のフィードバック信号の振幅は、正しい方向に適応化される。検波前フィルタ40はかなり大きい時定数を有しているので、シンボル

【0059】

【外7】

$\hat{a}(k-4)$

【0060】の差の信号 $e(k)$ への寄与は、主に第2のフィードバック信号の振幅の偏位によって決定される。差の信号 $e(k)$ とシンボル値

【0061】

【外8】

$\hat{a}(k)$

【0062】との間の相関値を決定し、該相関値に応答して積分器34によって第2のフィードバック信号の振幅を適応化することによって、フィードバック信号の振幅の正しい値が、第1のフィードバック信号によってその計算が妨害されることなく得られる。第2のフィードバック信号もまた、第1のフィードバック信号の振幅の計算に影響を与えない。ただしこの場合、2つのフィルタの時定数は十分に離れていることが条件である。乗算回路17及び26、減算回路18、並びに積分器24によって形成される制御システムによって、再構成された検波用信号の平均振幅が検波用信号の平均振幅に等しくなり続ける。この制御回路は、図7で示した受信機の制御と同一である。

【0063】図7及び図8に示された受信機では、検波

前フィルタは、適応的に構成されていない。チャネルの雑音成分および/又は伝達関数の特性に受信機を適応させるために、検波前フィルタを適応的に構成することは可能であることは言うまでもない。この適応化は、例えば、LMS評価基準或いは所謂零フォーシング評価基準に基づくことができる。この適応化の実施は、差の信号 $e(k)$ に基づく。

【0064】この受信機は完全にハードウェアにて実施可能であるが、代替的に受信機の全体或いは一部を信号プロセッサで実現することができる。この場合、信号プロセッサは、適切なソフトウェアで制御される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係わる伝送システムを示す図である。

【図2】デジタル周波数変調を用いた本発明に係わる伝送システムを示す図である。

【図3】受信機の入力における1つの受信パルスの検波用信号への寄与の様子を示す図である。

【図4】図3で示されたパルスによって生成した検波器の出力信号を示す図である。

【図5】図4で示された検波器の出力シンボルの低域通過フィルタの出力信号への寄与の様子を示す図である。

【図6】最終的な検波用信号を示す図である。

【図7】図1に示された伝送システムで使用される受信機の実施例を示す図である。

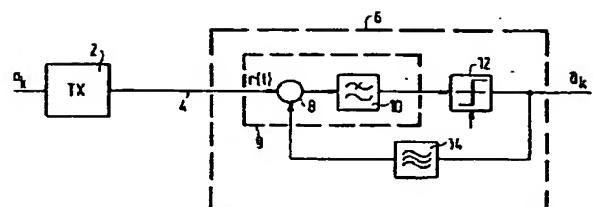
【図8】図1に示された伝送システムで使用される受信機の他の実施例を示す図である。

【符号の説明】

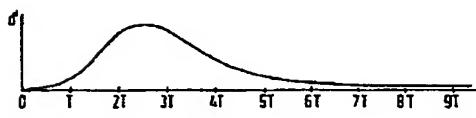
2	送信機
4	チャネル
30	受信機
8	減算回路
9	決定手段
10	検波前フィルタ
12	検波器
14	フィードバックフィルタ
15、17、19、21	乗算回路
16	反転積分器
18、25	減算回路
20	積分器
40	22、23 遅延素子
24	反転積分器
26、28、30、36、38	乗算回路
27	遅延素子
32	遅延素子
34	積分器
40	検波前フィルタ
42	加算回路
44	減算回路
50	送信フィルタ
52	FM変調器

5 4 帯域通過フィルタ
 5 6 FM復調器
 5 8 減算回路

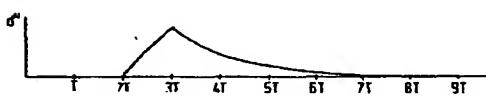
【図 1】



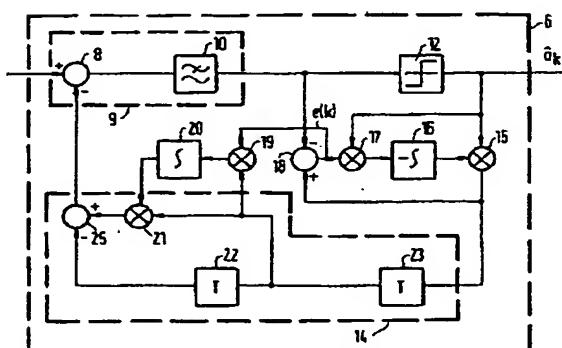
【図 3】



【図 5】

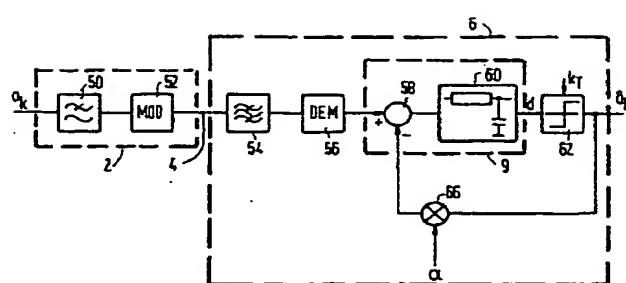


【図 7】

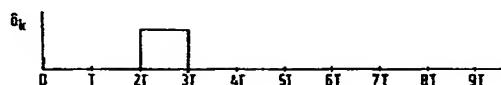


6 0 低域通過フィルタ
 6 2 検波器
 6 6 乗算回路

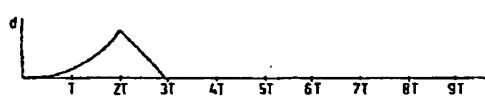
【図 2】



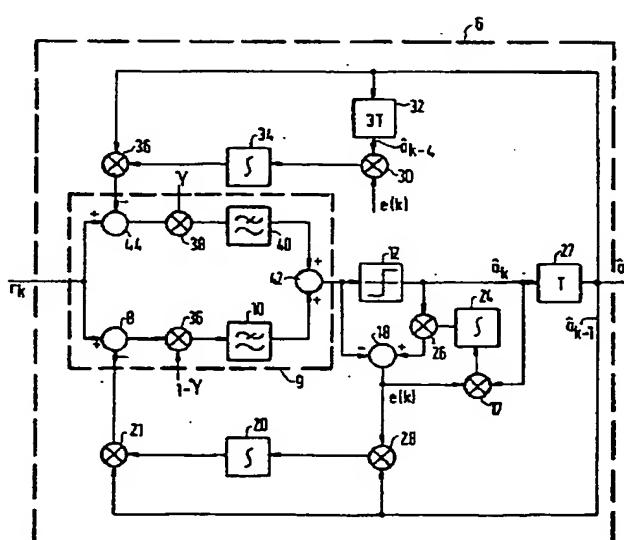
【図 4】



【図 6】



【図 8】



フロントページの続き

(72)発明者 ロベルト ヨハネス スルイテル
オランダ国 5621 ピーエー アイントー
フェン フルーネヴァウツウェッハ 1

(72)発明者 ヨハネス ヴィルヘルムス マリア ベル
グマン
オランダ国 5621 ピーエー アイントー
フェン フルーネヴァウツウェッハ 1

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.